

Design und Tuning von Bandpassfiltern mit Hilfe der 3D EM Simulations-Software CST MICROWAVE STUDIO®

Franz Hirtenfelder, Senior Application Engineer, CST GmbH Darmstadt

Die stetige Zunahme von Datentransfer in der Kommunikationstechnik erfordert eine stärkere Bündelung und Abgrenzung benachbarter Kanäle in meist gleich bleibenden Frequenzbändern. Um möglichst wenig Störungen zu verursachen, sind sehr strenge Filteranforderungen einzuhalten. Diese Systeme benötigen Resonatorfilter, die die Leistungsverteilung und die notwendige Kanaltrennung bewerkstelligen. Die Schwierigkeit diese Filter zu entwerfen und abzustimmen, führt oft zu hohen Kosten im Prototypenbau und in der Produktion. Der folgende Artikel beschreibt eine Methode zum Abstimmen von schmalbandigen Bandpassfiltern ohne und mit Kreuzkopplung mit Hilfe der 3D-EM Simulationssoftware CST MICROWAVE STUDIO® (CST MWS).

Einleitung

In gekoppelten Resonatorfiltern sind zwei Eigenschaften entscheidend für die gute Wirkungsweise von Bandpass-Filters: Die Mittenfrequenz muß für alle Einzelresonatoren idealerweise gleich sein und die Kopplung zwischen den Einzelresonatoren muß präzise nach gewissen Kriterien eingestellt werden, um das erwünschte Passbandverhalten zu erzielen. Das Einstellen der Koppelkoeffizienten und das Abstimmen der Resonatoren gestaltet sich dabei oft mehr als ein „Trial-and-Error“ Prozess denn als strukturiertes wissenschaftliches Vorgehen.

Der hier beschrittene Weg ist an sich nicht neu [1],[2] und wird in der Meßtechnik auch erfolgreich angewendet. Es ist für bestimmte Filtertypen möglich, jeden Resonator einzeln abzustimmen und die notwenige Kopplung zum Nachbarresonator einzustellen. Man beginnt meist von „außen“ am Netzwerk-Analysatorport mit dem Abstimmprozeß und arbeitet sich Schritt für Schritt zu den inneren Resonatoren vor. Jede Verstimmung kann somit direkt erfasst und korrigiert werden. Neu an dieser Methode ist, dass man einen 3D-Feldsimulator als VNA (Virtual Network Analyzer) benutzt, mit Hilfe dessen man die Mittenresonanz und die Koppelfaktoren einstellen kann. Damit lässt sich nicht nur das Filter abstimmen, sondern viel wichtiger: Schon während des Designs eines neuen Filters können Aussagen über die Abstimmbarkeit getroffen werden und es ist somit ein „*Spanloses Prototyping*“ möglich.

Anforderungen

Die Anforderungen, die an eine 3D-EM Simulationssoftware gestellt werden müssen, sind enorm:
-Leistungsfähigkeit:

Die verwendete Methode soll Ergebnisse mit hoher Genauigkeit liefern und kurze Rechenzeiten benötigen. Meist sind Frequenzgenauigkeiten von wenigen MHz bei Mittenfrequenzen von einigen GHz eindeutig abzubilden. Kurze Rechenzeiten sind nötig, da jede Änderung in der Geometrie auch einen neuen Rechendurchlauf notwendig macht. In der Meßtechnik ist jede Änderung sofort als geändertes S-Parameterbild ersichtlich.

-Bedienbarkeit

Oft verschlingt die Bedienung eines Simulationsprogramms mehr Zeit als die eigentliche Berechnung. Daher ist Wert auf eine möglichst hohe Benutzerfreundlichkeit zu legen. Die Konstruktion von Modellen sollte dem heutigen Stand der Technik entsprechen, wie man es von CAD-Programmen gewohnt ist. Auch der Datenaustausch mit gängigen CAD Werkzeugen ist von herausragender Bedeutung.

-Auswertungen

Die Software sollte in der Lage sein, durch Variation beliebiger Parameter gegebene Filtermodelle automatisch zu optimieren wobei die Zielfunktionen beliebig komplex sein dürfen. Zugriff und Auswertung der erzielten Ergebnisse sollten einfach und klar sein, idealer weise in der Sprache der Meßtechnik, wie z.B. die Darstellung von Gruppenlaufzeiten oder Impulsantworten.

Die verwendete Software und Ihre Methode

Bei der Simulation elektromagnetischer Felder kommen verschiedenste Methoden zum Einsatz. Wegen ihrer Leistungsfähigkeit und Vielseitigkeit bietet sich die Methode der Finiten Integration (FI) an, wie sie in CST MWS implementiert ist. Diese soll nachfolgend beschrieben werden.

Hierbei werden die Maxwell'schen Gleichungen auf einem orthogonalen Gitter ohne jegliche Näherung oder Umwege über abgeleitete Größen berechnet. Die Diskretisierung der Feldgrößen im kartesischen Gitter und deren Verwendung im Faradayschen Induktionsgesetzes ist in Abb. 1 veranschaulicht. Die Maxwell'schen Gleichungen in Integralform werden auf den einzelnen Gitterzellen gelöst. Die aus der Anwendung auf alle Gitterzellen resultierenden Matrixgleichungen sind eine exakte Übertragung der integralen Maxwellgleichungen auf den diskreten Raum. Die spezielle Art der Diskretisierung erhält physikalische Eigenschaften wie z.B. Energieerhaltung oder Ladungserhaltung, eine Basisvoraussetzung für genaue und stabile Algorithmen. Die Lösung dieser Gleichungen im Zeitbereich führt auf einen sehr robusten und effizienten Algorithmus mit dem auch physikalisch sehr große Problemstellungen berechnet werden können.

Das transiente Eingangssignal wird an den Eingangstoren der Struktur angelegt und die Welle kann in Zeitschritten durch die Struktur propagieren. Dabei wird das bekannte „Leap-Frog“-Schema [7] angewendet (s. Abb. 2). Für jeden einzelnen Zeitschritt ist nur eine Matrix-Vektor Multiplikation auszuführen um die notwendigen Felder (E und H) für den jeweiligen Zeitschritt zu berechnen. Der Rechenaufwand steigt daher auch nur linear mit der Anzahl an Gitterzellen. Eine typische Anregungsform ist ein breitbandiger Puls mit dem Resultat in beliebig feiner Frequenzauflösung aus einer einzigen Simulation gewonnen werden.

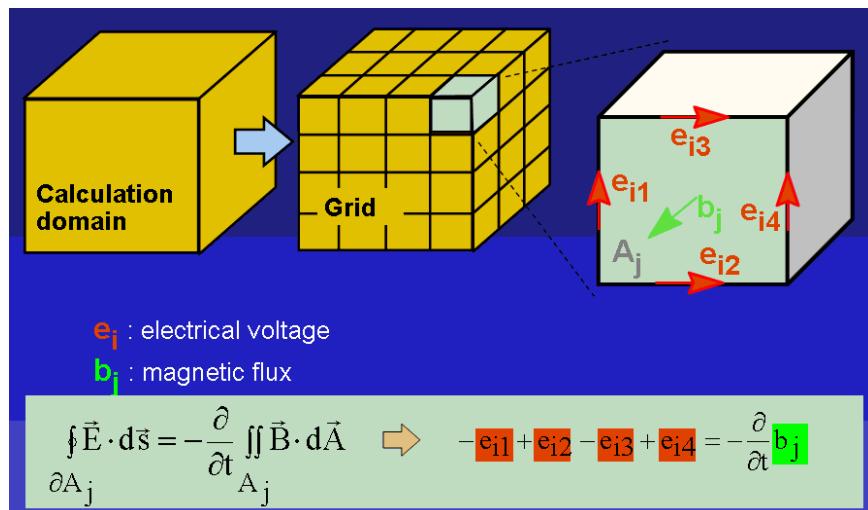


Abb. 1: Faradaysches Induktionsgesetz an einer einfachen quaderförmigen Zelle abgeleitet

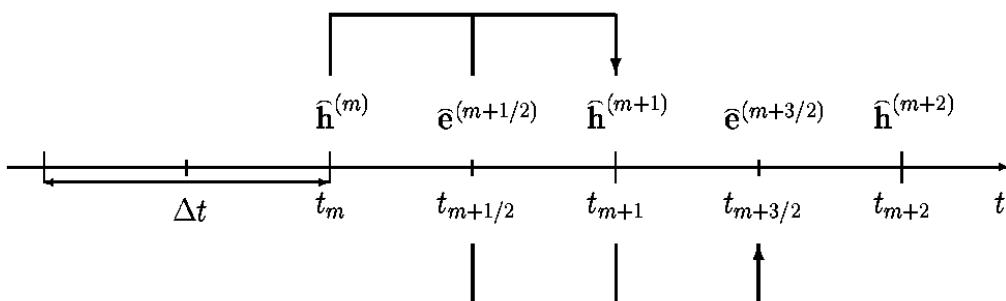


Abb. 2: Leap-Frog Schema zur transienten Berechnung von E - und H -Feldern aus zeitlich vorangegangenen Berechnungsschritten.

Praktische Beispiele:

4-Poliger-Bandpass

Gezeigt werden soll an Hand eines einfachen 4-poligen Bandpasses (Abb. 3) die prinzipielle Vorgehensweise bei der Abstimmung, ausgehend von den Eckdaten des Filters:
Mittenfrequenz = 1950 MHz und Bandbreite = 60 MHz. Für ein Filter vom Typ Tschebyscheff lassen sich aus diesen Kenndaten bei gegebenem Bandpass-Ripple von 0.01 dB die folgenden Werte für die Koppelbandbreiten bzw. Gruppenlaufzeiten ermitteln: [4]

Koppelkoeffizienten:

$$k_E = 84.2 \text{ MHz}$$

$$k_{12} = 64.9 \text{ MHz}$$

$$k_{23} = 47.6 \text{ MHz}$$

$$k_{34} = 64.9 \text{ MHz}$$

$$k_0 = 84.2 \text{ MHz}$$

Gruppenlaufzeiten:

$$t_{d1} = 7.5 \text{ ns}$$

$$t_{d2} = 12.7 \text{ ns}$$

$$t_{d3} = 21.6 \text{ ns}$$

$$t_{d4} = 19.6 \text{ ns}$$

$$t_{d5} = 29.9 \text{ ns}$$

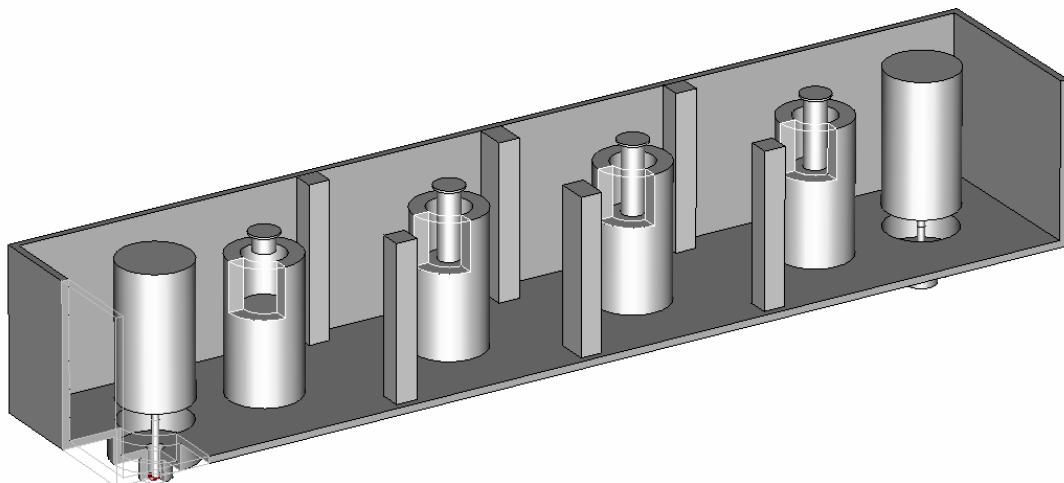


Abb. 3: 4-poliges Iris-gekoppeltes Bandpassfilter mit koaxialer Speisung

Für die erste Berechnung werden alle Resonatoren kurzgeschlossen und die Kalibrierung der Phase mittels Deembedding der Referenzebene durchgeführt. Zweckmäßig wählt man sich durch Verdrehung des Smith-Diagramms einen Referenzpunkt, z.B. den Kurzschlußpunkt.

Nach dem Öffnen des ersten Resonators lässt sich die Koppelbandbreite und die Mittenfrequenz aus dem Smith-Diagramm ablesen (s. Abb. 4).

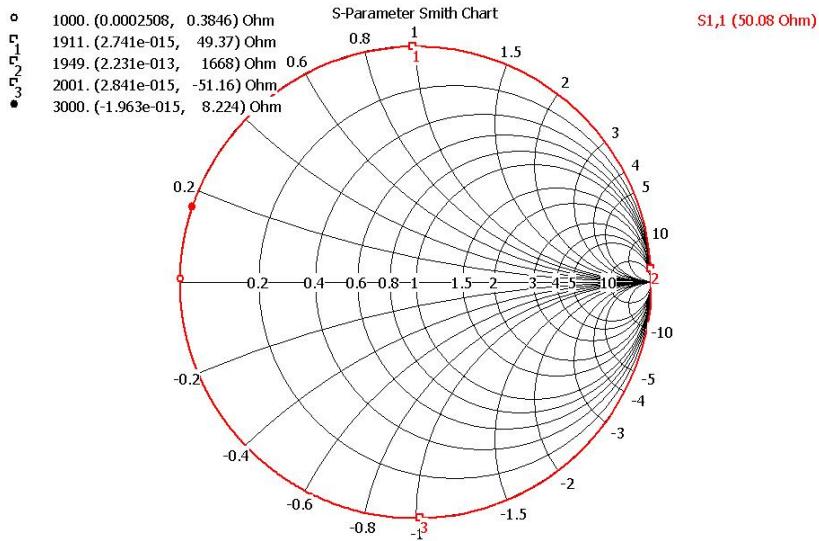


Abb. 4: S-Parameter S11 bei kurzgeschlossenen Resonatoren. Die Mittenfrequenz liegt im Leerlaufpunkt bei 1949 MHz. Die Bandbreite ist an den beiden +/-j90 Grad Punkten abzulesen und beträgt hier 90 MHz

Die Änderung der Koppelbandbreite lässt sich durch Änderung des Abstandes zur Einspeisung und die Resonanzfrequenz durch Verstellen der Einstellschraube verändern. Ein alternativer Weg zur Bestimmung von Mittenfrequenz und Koppelbandbreite besteht in der Auswertung der Gruppenlaufzeit wie in Abb. 5 dargestellt.

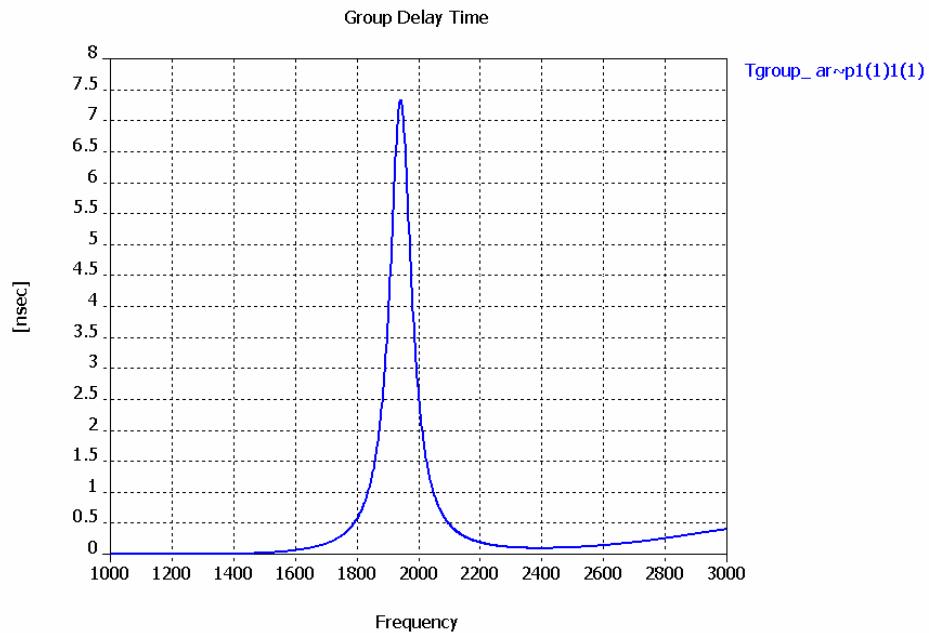


Abb. 5: Gruppenlaufzeit des angeregten Signals am Anregungsport. Daraus lässt sich u.a. auch die Güte (loaded Q) errechnen.

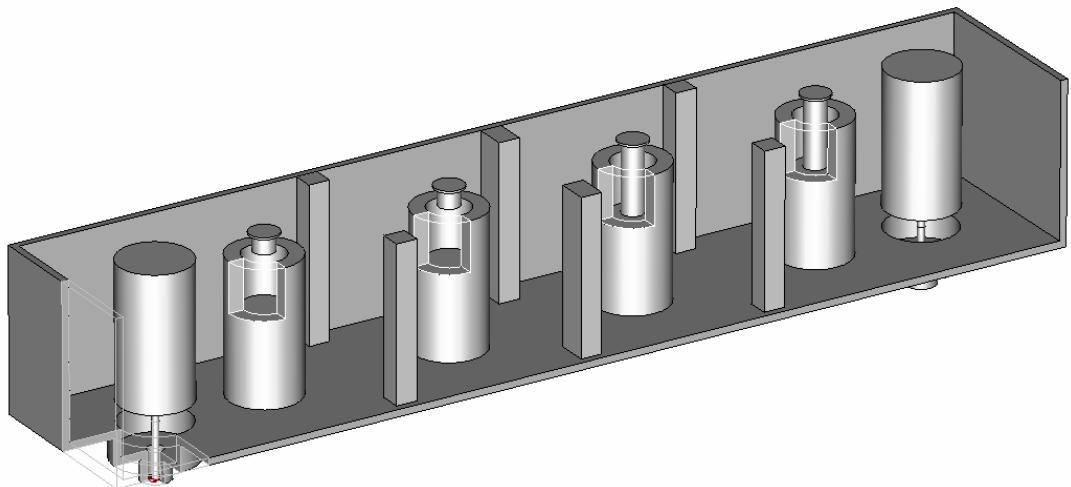


Abb. 6: Geometrie mit geöffneten Resonatoren. Zur Abstimmung des zweiten Resonators sind die beiden linken Abstimmschrauben geöffnet.

Abb. 7 zeigt den typischen Verlauf des Eingangssignals und dessen Echo an den zwei Ports für einen Resonator. Durch die Verwendung moderner signaltheoretischer Methoden - Autoregressive Filter – können die Rechenzeiten zur Berechnung einer Geometrie extrem verkürzt werden, im vorliegenden Fall mit zwei geöffneten Resonatoren auf ca. 2-3 Minuten auf einem Pentium IV mit 1.7GHz.

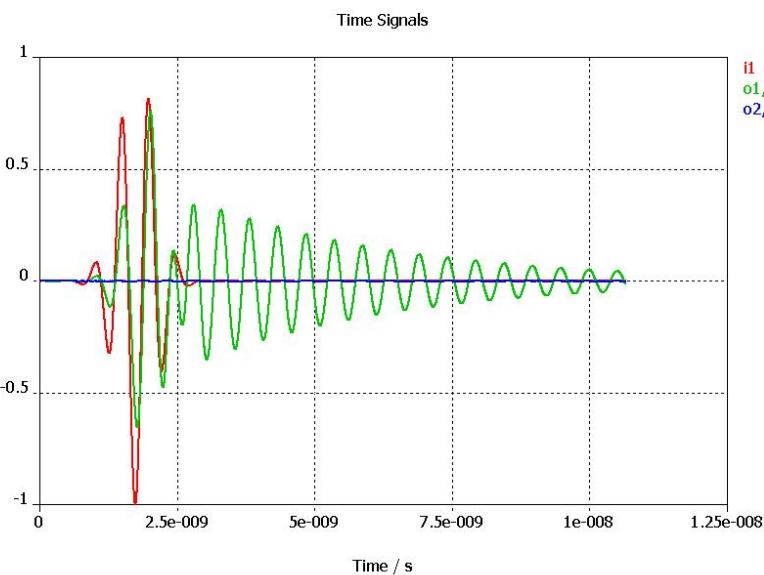


Abb. 7: Zeitliches Eingangssignal und dessen Echo an den koaxialen Ports des Filters. Die Pulsform wird von CST MWS automatisch so gewählt, daß das benötigte Frequenzband abgedeckt wird.

Die Perfect Boundary Approximation (PBA)[®]-Methode [6] in CST MWS erlaubt die Wahl eines groben Gitters zur Diskretisierung des Filters (s. Abb. 13), wodurch überhaupt erst solch kurze Rechenzeiten möglich werden. Im Gegensatz zu Methoden, bei denen sich das Gitter an die Struktur anpasst und daraus resultierend die Gittergenerierung sehr aufwendig werden kann, wird bei PBA die Intelligenz in das Füllen einzelner Gitterzellen verlegt. Dadurch erhält man selbst mit groben Diskretisierungen exakte Ergebnisse, ohne Einbußen in der Effizienz der Methode hinnehmen zu müssen.

Die Expertensystem basierte Gittergenerierung in CST MWS erlaubt die parametrische Bindung von Gittereigenschaften an die Struktur. Geometriänderungen führen damit nicht zu der Notwendigkeit

von wiederholten adaptiven Gitterverfeinerungen, um die Genauigkeit der Ergebnisse zu garantieren. Auch dies ist eine Voraussetzung für ein effizientes Tunen von Filtern, bei der eine Vielzahl von Berechnungen notwendig ist.

Abb. 6 zeigt die Geometrie der Struktur mit zwei geöffneten Resonatoren. Die beiden freien Parameter sind nun die Einstellschraube über dem Resonator bzw. die Irisöffnung zum ersten Resonator. Die Gruppenlaufzeit in Abb. 8 zeigt nun zwei Resonanzen. Sie dient auch hier wieder zur Extraktion von den Zielgrößen: Mittenfrequenz und Koppelbandbreite bei der automatischen Optimierung.

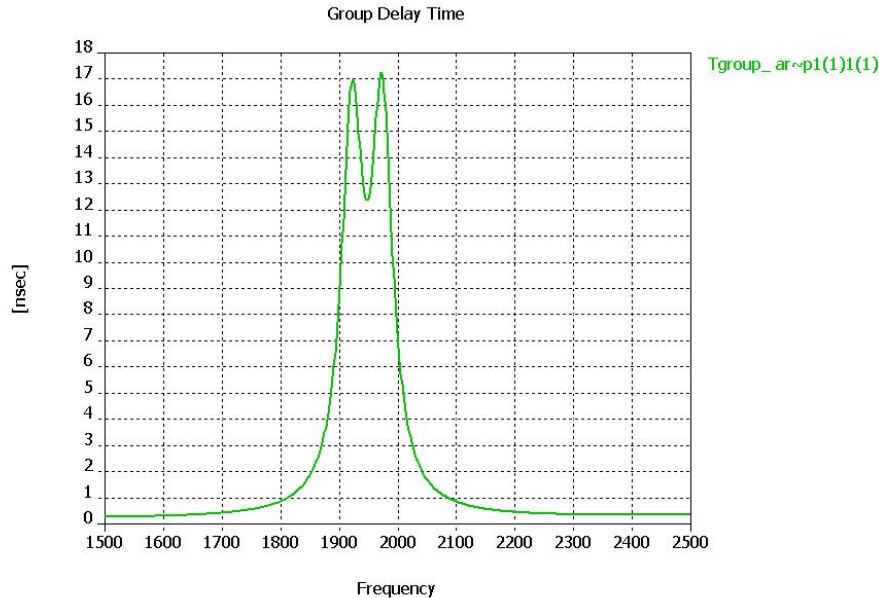


Abb. 8: Gruppenlaufzeit bei zwei geöffneten Resonatoren. Das lokale Minimum gibt die Mittenfrequenz, die Höhe selbst die erforderliche Gruppenlaufzeit (Sollwert: 12.7 ns)

Der letzte Schritt zur Abstimmung dieses Filters besteht in der Bestimmung der Kopplung zwischen den beiden mittleren Resonatoren. Der Rest der Struktur ergibt sich aufgrund der gewünschten Symmetrieeigenschaften des Filters. Abb. 9 zeigt die S-Parameter des abgestimmten Filters. Die Rechenzeit für die Gesamtstruktur betrug ca. 7 min auf einem Pentium IV mit 1.7 GHz.

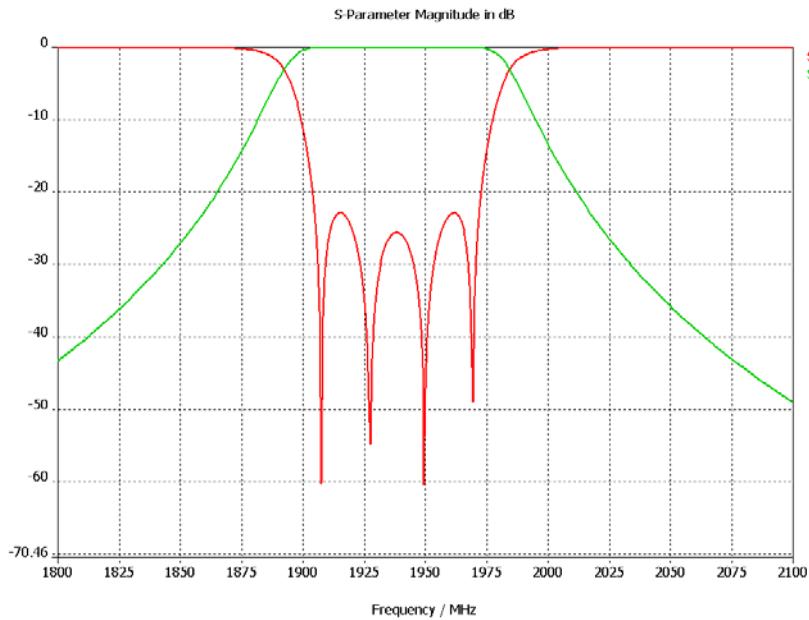


Abb. 9: S-Parameter $|S_{11}|$ und $|S_{21}|$ des abgestimmten Filters.

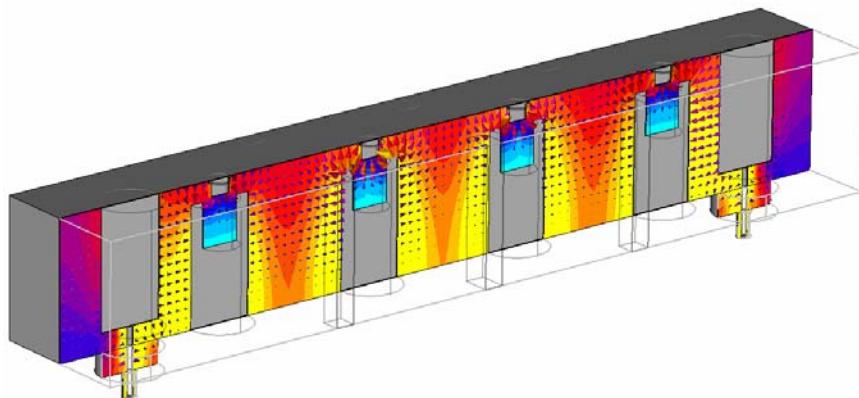


Abb. 10: Visualisierung des elektrischen Feldes E als Pfeilplot und des magnetischen Feldes H als Konturplot im Filter bei Mittenfrequenz von 1.95 GHz

Beispiel 2 : Einstufiges Triplet

Eine Methode im Filterdesign, um die Flankensteilheit zu verstärken und damit eine bessere Kanaltrennung zu gewährleisten, besteht in der Einführung von Kreuzkopplungen. Die Abstimmung von Filtern mit einer oder mehreren Kreuzkopplungen zur Erzeugung von Übertragungsnullstellen (Transmission Zeros), wie das in Abb. 11 dargestellte Triplet gestaltet sich etwas schwieriger, da vorher erwähnte Algorithmen nur für den Fall anwendbar sind, dass keine Querkopplungen existieren. Trotzdem kann man sich mit Ersatzschaltungen, die sich aus der Filtersynthese herleiten lassen oder durch Optimierung von Näherungslösungen [5] die notwendigen Filterparameter bestimmen. Für einzelne oder mehrere Resonatoren können wieder Gruppenlaufzeiten exakt bestimmt und mittels 3D-Feldsimulation die errechneten Gruppenlaufzeiten durch Änderung von Mittenfrequenz und Kopplung an den theoretischen Verlauf angenähert werden.

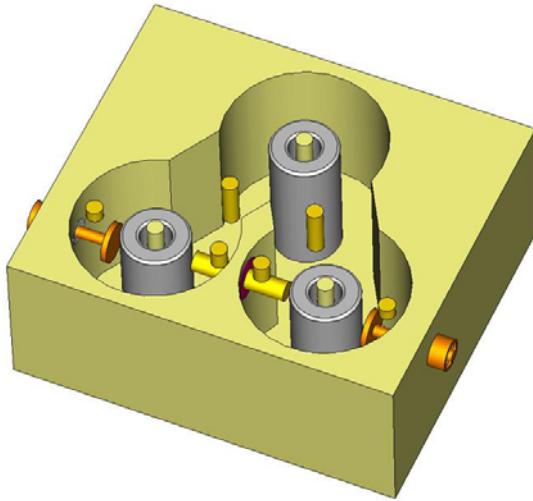


Abb. 11: 3-poliges Bandpassfilter mit kapazitiver Querkopplung zur Erzeugung einer Übertragungs-Nullstelle unterhalb des Passbandes

Abb. 14 zeigt eine netzwerktheoretisch hergeleitete Referenzkurve der Gruppenlaufzeit bei zwei offenen Resonatoren und das Ergebnis der Simulation nach einer Optimierung auf die Referenzkurve. Dies kann man für den zweiten Resonator am gegenüberliegenden Port ebenso durchführen und zuletzt für die Querkopplung, um schließlich das gewünschte Filterverhalten zu erzielen (s. Abb. 12). Bemerkenswert in Abb. 14 ist, dass die theoretische Gruppenlaufzeit einen unsymmetrischen Verlauf aufweist, da die an der Kreuzkopplung beteiligten Resonatoren eine etwas von der Mittenfrequenz abweichende Resonanz besitzen.

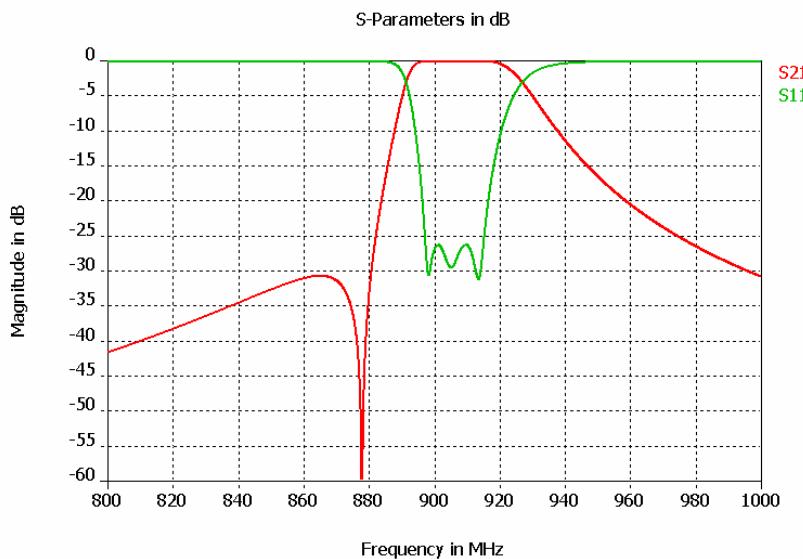


Abb. 12: S-Parameter des abgestimmten Filters. Die Übertragungsnullstelle erscheint unterhalb des Bandpasses

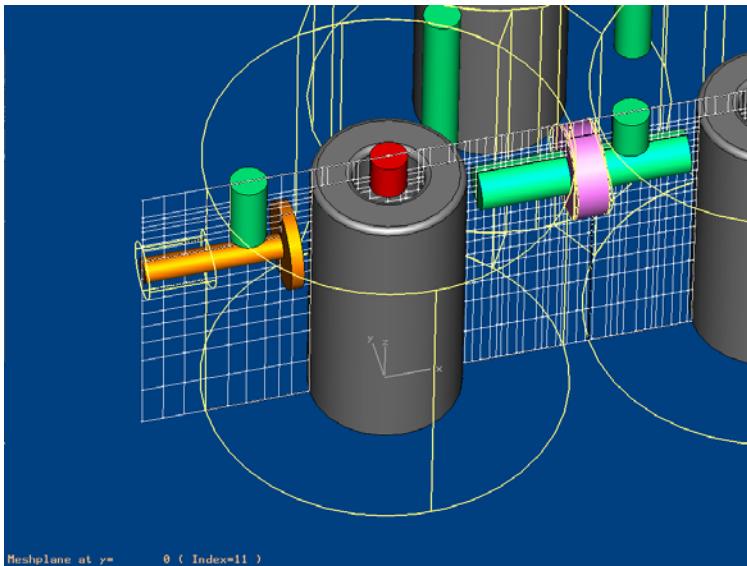


Abb. 13: Die verwendete PBA® - Methode basierend auf einer kartesischen Diskretisierung gestattet auch für gekrümmte Oberflächen ein grobes Gitter und ist in der Lage, selbst kleinste geometrische Variationen eindeutig in den S-Parametern zu reproduzieren.

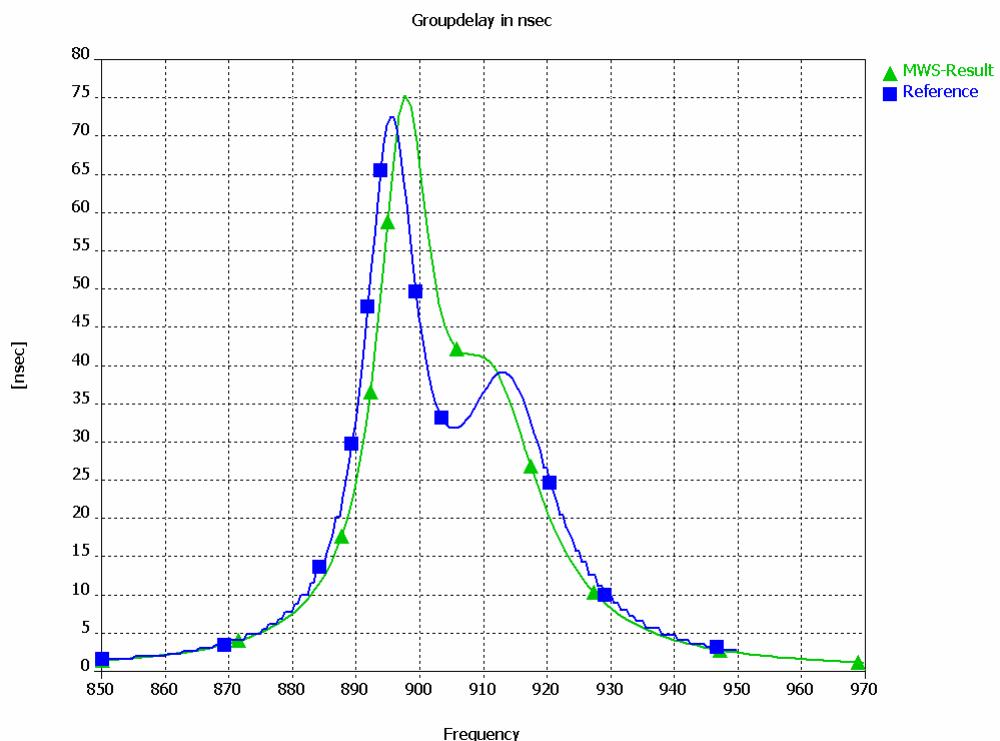


Abb. 14: Gruppenlaufzeiten: Referenzkurve aus der Netzwerksynthese und Simulationsergebnis. Annäherung durch Optimierung an den theoretischen Verlauf der Gruppenlaufzeit

Die hier vorgestellten Methoden zum Abstimmen von Filtern werden typischerweise in der Messtechnik benutzt. Dabei dient ein Netzwerkanalysator als Messgerät zur Bestimmung von Filterkenngrößen wie Gruppenlaufzeiten bzw. Kopplungskoeffizienten. In der vorliegenden Veröffentlichung wird der Netzwerkanalysator durch das 3D EM Simulationsprogramm CST MICROWAVE STUDIO® ersetzt. Einfache Parameterstudien, Optimierungen, Visualisierung der

Ausbreitung von Feldern in der Struktur stellen enorme Vorteile gegenüber dem messtechnischen Ansatz dar. Das flexible und schnelle Design verkürzt den zeitraubenden und teuren Prototypenbau erheblich.

Literatur:

- [1] Peter Martin, John Ness: „Coupling Bandwidth and reflected Group Delay Characterization of Microwave Bandpass Filters“, Applied Microwave & Wireless, Technical Feature
- [2] John B. Ness: “A Unified Approach to the Design, Measurement and Tuning of Coupled-Resonator Filters”, IEEE Trans on MW Theory and Techn., Vol 46, No. 4, April 1998
- [3] CST MICROWAVE STUDIO®: Handbook “Advanced Topics”, Version 4, 2002
- [4] Matthaei, Young, Jones: “Microwave Filters, Impedance-Matching Networks, and Coupling Structures”, Artech House, 1980
- [5] Ralph Levy, Peter Petre: “Design of CT and CQ Filters Using Approximation and Optimization”, IEEE Trans on MW Theory and Techn., Vol 49, No 12, Dec 2001
- [6] B.Krietenstein, R.Schuhmann, P.Thoma, T.Weiland: “The Perfect Boundary Approximation Technique Facing The Big Challenge of High Precision Field Computation”, Proc. of the Int. Linear Accelerator Conference, Chicago, USA, 1998, S.860-862
- [7] K.S.Yee: “Numerical Solution of Initial Boundary Value Problems Involving Maxwell's Equations in Isotropic Media”, IEEE Trans. on Antennas and Propagation, Band14, Nr. 3, S.302-307, 1966